

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representation of
The original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

S1 1 PN='FR 779583'
?t 1/5/1

1/5/1
DIALOG(R)File 351:Derwent WPI
(c) 2003 Thomson Derwent. All rts. reserv.

012925564 **Image available**
WPI Acc No: 2000-097400/200008
XRPX Acc No: N00-075262

Compensating harmonics on electrical network, particularly applicable to aircraft electrical supply systems employing numerous convertors
Patent Assignee: SOC NAT IND AEROSPATIALE (NRDA)
Inventor: MONTRET C; TREGINE R S; TREGINE-REGENT S
Number of Countries: 084 Number of Patents: 003
Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
WO 9963639	A1	19991209	WO 99FR1320	A	19990604	200008 B
FR 2779583	A1	19991210	FR 987040	A	19980604	200008
AU 9940452	A	19991220	AU 9940452	A	19990604	200021

Priority Applications (No Type Date): FR 987040 A 19980604

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan Pg	Main IPC	Filing Notes
WO 9963639	A1	F 56	H02J-003/01	
Designated States (National): AL AM AT AU AZ BA BB BG BR BY CA CH CN CU CZ DE DK EE ES FI GB GD GE GH GM HR HU ID IL IN IS JP KE KG KP KR KZ LC LK LR LS LT LU LV MD MG MK MN MW MX NO NZ PL PT RO RU SD SE SG SI SK SL TJ TM TR TT UA UG US VZ VN YU ZW				
Designated States (Regional): AT BE CH CY DE DK EA ES FI FR GB GH GM GR IE IT KE LS LU MC MW NL OA PT SD SE SL SZ UG ZW				
AU 9940452	A		H02J-003/01	Based on patent WO 9963639
FR 2779583	A1		H02J-003/01	

Abstract (Basic): WO 9963639 A1

NOVELTY - Fourier analysis is used to analyse the harmonics generated by a non linear load (S) and the results are used in a parallel compensating circuit at the point of regulation which takes a compensating current (Ics(t)) referred to a reference control current (Icsref(t)). The compensating circuit is associated with a capacitor and uses a current controlled rectifier with six controlled on/off semi-conductor switches, six diodes and three inductors.

USE - Controlling harmonics on aircraft electrical systems

ADVANTAGE - The parallel compensation system is lighter and cheaper than the alternative of replacing non linear loads with sinusoidal absorption convertors

DESCRIPTION OF DRAWING(S) - The drawing shows the application of parallel compensation at the point of regulation

Non linear load (S)

) Compensating current (Ics(t))

) Reference control current (Icsref(t))

pp; 56 DwgNo 13/20

Title Terms: COMPENSATE; HARMONIC; ELECTRIC; NETWORK; APPLY; AIRCRAFT; ELECTRIC; SUPPLY; SYSTEM; EMPLOY; NUMEROUS

Derwent Class: U24; W06; X12

International Patent Class (Main): H02J-003/01

International Patent Class (Additional): H02M-001/12

File Segment: EPI

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

①1 N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 779 583

②1 N° d'enregistrement national : 98 07040

⑤1 Int Cl⁶ : H 02 J 3/01, H 02 M 1/12

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 04.06.98.

③0 Priorité :

④3 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 10.12.99 Bulletin 99/49.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : AEROSPATIALE SOCIETE NATIONALE INDUSTRIELLE Société anonyme — FR.

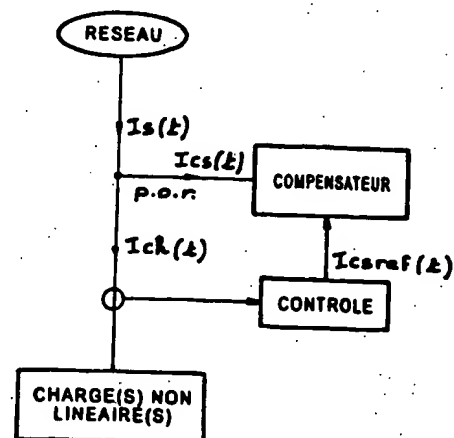
⑦2 Inventeur(s) : TREGINE REGENT STEPHANE et
MONTRET CHRISTOPHE.

⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire(s) : SOCIETE DE PROTECTION DES
INVENTIONS.

⑤4 SYSTEME ANTIPOLLUTION POUR RESEAU ELECTRIQUE.

⑤7 La présente invention concerne un système antipollution pour réseau électrique dans lequel la génération alternative est assurée, en régime normal, par au moins un alternateur qui fournit l'énergie électrique triphasée du réseau, celle-ci étant transportée à l'aide d'un câble de pulsance triphasée, l'alimentation en sortie de ce câble, appelé « point de régulation », qui est régulée, permettant d'alimenter au moins une charge, dans lequel le réseau alternatif est un réseau à fréquence fixe ou variable, ledit système comprenant au moins une charge non linéaire alimentée par ce réseau et au moins un dispositif de compensation parallèle des harmoniques de courant générés par cette (ou ces) charges non linéaire (s), ledit dispositif absorbant les courants harmoniques en opposition de phase avec les harmoniques des courants pollués de la (ou des) charge (s).



FR 2 779 583 - A1



SYSTEME ANTIPOLLUTION POUR RESEAU ELECTRIQUEDESCRIPTION5 Domaine technique

La présente invention concerne un système antipollution pour réseau électrique.

10 Etat de la technique antérieure

*Principe de la génération électrique - un réseau
avion connu*

A bord de certains avions, par exemple de type AIRBUS, on trouve actuellement deux types de réseaux électriques :

- un réseau alternatif ;
- un réseau continu.

20 La génération alternative est assurée, en régime normal, par des alternateurs (IDG ou « Integrated Drive Generator ») couplés aux réacteurs et dont la vitesse d'entraînement est régulée via un système hydraulique (CSD ou « Constant Speed Drive »).

25 Ceux-ci fournissent l'énergie électrique triphasée du réseau sous (115/200 V, 400 Hz) et ont une puissance nominale de 90 kVA ou 115 kVA. En cas de panne d'un ou de plusieurs générateurs, une turbine (APU ou « Auxiliary Power Unit »), située à l'arrière de

30 l'appareil, entraîne un générateur de 115 kVA. Si aucune de ces sources n'est disponible, il existe, en dernier secours, un petit alternateur, d'une puissance de l'ordre de 5 kVA, entraîné à l'aide d'une éolienne escamotable. Pour chaque alternateur, l'énergie

35 électrique est transportée à l'aide de câbles de

puissance triphasés (« Feeders ») jusqu'aux coeurs électriques, situés sous la cabine de pilotage et à partir desquels sont alimentées des charges (fours, ventilateurs, ...). La tension d'alimentation, en
5 sortie de câble de puissance triphasé, est régulée pour être maintenue à 115 V \pm 2 V. Elle est couramment appelée tension « p.o.r. » (« Point Of Regulation »).

La génération continue, en régime de fonctionnement normal, est obtenue par conversion de
10 l'énergie alternative à l'aide de transformateurs-redresseurs (TR). Le continu sert principalement à alimenter les calculateurs et les logiques à relais. Si aucune source alternative n'est disponible, deux batteries peuvent prendre en charge cette génération,
15 avec une autonomie de trente minutes environ.

Le réseau alternatif futur

On s'oriente aujourd'hui vers des réseaux
20 alternatifs à fréquence variable, pour s'affranchir de l'utilisation du système hydraulique CSD, qui est un système complexe et coûteux régulant la vitesse d'entraînement des alternateurs afin que ceux-ci fournissent des grandeurs électriques de fréquence fixe
25 quel que soit le régime moteur. En couplant alors directement les alternateurs aux réacteurs, la fréquence du réseau varie en fonction des différentes phases de vol, dans une plage allant de 380 à 800 Hz.

Jusqu'à présent, la plupart des équipements
30 raccordés au réseau alternatif étaient linéaires (moteurs asynchrones, ...) et ne posaient donc pas de problèmes quant à la qualité des courants et des tensions réseau.

Dans le cadre de l'avion « plus électrique »
35 apparaissent de nouveaux utilisateurs du réseau :

actionneurs électriques, moteurs autopilotés, ... Ces nouveaux consommateurs ont la particularité de faire appel à des convertisseurs statiques, qui absorbent des courants non sinusoïdaux (charges dites « non linéaires ») et altèrent ainsi la qualité du réseau.

En outre sur un réseau à fréquence variable, le nombre de charges non linéaires va nécessairement augmenter : en effet, certains équipements n'acceptent pas de fonctionner avec une fréquence d'alimentation variable. C'est pourquoi, afin de les alimenter à fréquence constante, il faut envisager de redresser la tension réseau pour ensuite l'onduler à la fréquence voulue, d'où une augmentation inexorable du nombre de convertisseurs statiques raccordés au réseau.

15

Influence sur le réseau des harmoniques de courant consommé par les charges non linéaires

Chaque phase du réseau peut être modélisée par une source de tension sinusoïdale E , de pulsation ω , en série avec l'impédance interne Z_r du réseau.

Ainsi, les courants harmoniques absorbés par une charge non linéaire ont pour effet de déformer la tension au point de régulation (p.o.r) par l'intermédiaire de l'impédance Z_r , comme illustré sur la figure 1 :

$$V_s = E - Z_r(f) * (i_{fond} + I_{harm}) \text{ avec :}$$

- E tension sinusoïdale parfaite ;
- $Z_r(f)$ l'impédance du réseau à la fréquence f ;
- $i_{fond} + I_{harm}$ le courant absorbé par la charge non linéaire 10.

4

Afin de caractériser la déformation de l'onde de tension V_s , on utilise le taux de distorsion harmonique en tension, noté THDv et défini par :

$$5 \quad \text{THDv} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_f}$$

avec :

- V_f valeur efficace du fondamental de V_s ;
- V_h valeur efficace de l'harmonique de rang h de V_s .

10 Le taux de distorsion harmonique en courant est de même défini par :

$$\text{THDi} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_f}$$

15 Du fait de la présence d'équipements sensibles aux perturbations électriques, il existe des normes (ABD0013 et DO 160) qui fixent les limites des contenus harmoniques du courant et surtout de la tension réseau. Ces limites actuelles sont les
20 suivantes :

- $\text{THDv} \leq 5$ avec $(V_h/V_1) \leq 4 \% V_h$
- $\text{THDi} \leq 30 \%$.

25

Exemple de cas étudié

Sur un réseau à fréquence variable, beaucoup d'équipements doivent être connectés au réseau par l'intermédiaire d'un redresseur. La structure la plus

répandue et la plus facile à mettre en oeuvre est un pont de diodes suivi d'une inductance et d'un condensateur, comme illustré sur la figure 3.

La charge 10 alimentée par l'étage redresseur 5 13 est simplement modélisée par une résistance. La valeur de celle-ci est fixée par la puissance de l'équipement que l'on désire représenter (4 kW par exemple pour un ventilateur, cas typique de charge que l'on va considérer). La valeur du condensateur est 10 d'autant plus élevée que la puissance de la charge est élevée.

Dans une modélisation du système global, le réseau, vu du point de régulation, est constitué de l'alternateur IDG en série avec le câble de puissance 15 triphasée. Un câble de puissance triphasée externe peut présenter une impédance directe assimilable à une résistance de 40 mΩ en série avec une inductance de 10 μH environ.

La tension aux bornes du réseau s'écrit :

20

$$V_s(t) = \frac{E(t) - Z_{r1} \cdot i_1(t)}{V_1(t)} - \sum_{h=2}^{\infty} \frac{Z_{rh} \cdot i_h(t)}{V_h(t)}$$

(l'indice 1 représente les grandeurs fondamentales).

E représente le f.e.m. de la machine.

25

$$\text{On a : } \begin{cases} Z_{r1} = Z_d(\text{feeder}) + Z_1(\text{machine}) \\ Z_{rh} = Z_d(\text{feeder}) + Z_h(\text{machine}) \end{cases}$$

Z_1 est l'impédance synchrone de la machine (1 à 2 ohms en unité réduite) et Z_h son impédance dite « subtransitoire » (0,1 à 0,15 ohm en unité réduite, pour un alternateur de 90 kVA).

30

Pour l'étude des déformations de la tension réseau dues aux charges non-linéaires alimentées, la source peut être modélisée par une source de tension

parfaite en série avec l'impédance Z_{rh} (voir la figure 2).

Dans le cas d'une seule charge non linéaire, connectée au point de régulation par l'intermédiaire d'un câblage triphasé d'impédance donnée, la modélisation du cas étudié est illustrée sur la figure 3, le réseau étant référencé 11 et la ligne 12.

Un logiciel de simulation, par exemple le logiciel SABER tel que décrit dans les documents [1], [2] et [3] en fin de description, permet de simuler des systèmes physiques de diverses natures et particulièrement des systèmes électriques. La programmation se fait par des schémas filaires intégrant des composants préexistants et des éléments créés par l'utilisateur, décrits par des programmes dont la syntaxe fait appel à un langage comportemental, par exemple le langage MAST tel que décrit dans le document [4].

Le calcul lui-même se fait avec un pas variable. En fonction des valeurs calculées, le simulateur les valide ou revient en arrière en modifiant le pas de calcul.

Pour différentes valeurs de charge, celle-ci pouvant éventuellement représenter plusieurs « petites » charges connectées au point de régulation par l'intermédiaire d'un pont de diodes (le courant de charge global étant le même dans les deux cas), et pour $f=400$ et 800 Hz, on relève au niveau du courant réseau et de la tension au point de régulation les taux de distorsion harmonique suivants :

$\begin{array}{c} f \\ \text{Pch} \end{array}$	400 Hz	800 Hz
4 KW	THDv : 3,8 % THDi : 59 %	THDv : 4,3 % THDi : 32 %
12 KW	THDv : 5,5 % THDi : 29 %	THDv : 8,6 % THDi : 24 %
30 KW	THDv : 10 % THDi : 23 %	THDv : 15 % THDi : 19 %

Solutions envisagées pour réduire les perturbations

5 On constate donc que, dès que la puissance absorbée par la (ou les) charge(s) non linéaire(s) dépasse une dizaine de kW, les taux de distorsion prennent des valeurs inacceptables. On peut envisager deux solutions pour diminuer ces taux de distorsion harmonique :

10 • Un redresseur « à absorption sinus » : le pont de diodes de chaque charge non linéaire est remplacé par un convertisseur piloté de façon à ce que les courants qu'il absorbe soient sinusoïdaux (ou du moins le plus possible), en phase avec la tension au point de régulation.

15 • Un compensateur parallèle d'harmoniques : on place au point de régulation un dispositif qui compense les harmoniques de courant rejetés par la charge.

20

Convertisseur à absorption sinusoïdale de courant

25 Un tel convertisseur a pour objet d'assurer le redressement de la tension alternative du réseau tout en absorbant des courants avec un taux de

distorsion le plus faible possible, en phase avec la tension réseau.

Comme illustré sur les figures 4 et 5, le redresseur 20 est constitué de six interrupteurs 21, 22, 23, 24, 25, 26 formés par des semi-conducteurs SC1, SC2 à fermeture et ouverture commandées, associés à des diodes D1 et D2.

Ce redresseur assure l'échange d'énergie entre le réseau, considéré comme une source de tension alternative 115 V, et un condensateur 30 considéré comme source de tension continue. Il est précédé de trois inductances 27, 28, 29 (une par phase), afin d'être piloté en source de courant triphasée par rapport au réseau.

Le redresseur est commandé de façon à ce qu'il absorbe des courants suivant fidèlement des courants sinusoïdaux triphasés de référence $i_{ref1}(t)$, $i_{ref2}(t)$, $i_{ref3}(t)$.

La création d'une référence de courant sinusoïdale triphasée \vec{I}_{ref} s'obtient en multipliant une fonction sinusoïdale triphasée unitaire Stu , en phase avec les tensions du réseau, par l'amplitude I_{ref} du courant désiré.

L'amplitude I_{ref} est obtenue en sortie d'un circuit 31 régulateur de V_c (PI = proportionnel et intégral).

Le principe de fonctionnement de ce redresseur est illustré la figure 5, les grandeurs électriques utilisées étant illustrées sur la figure 6.

Pour maintenir la tension V_c à une valeur constante, on utilise une régulation, comme illustré sur la figure 7, $p_s(t)$ étant la puissance active instantanée côté réseau et I_{ref} l'amplitude du courant désiré.

La constante d'intégration τ_i est choisie égale à la constante de temps τ du système $\tau_i = \tau = (RC)/2$.

Pour réaliser la synthèse d'un signal sinusoïdal triphasé unitaire en phase avec la tension réseau, on filtre tout d'abord les trois tensions au point de régulation afin d'en extraire les fondamentaux. Le filtre utilisé est un filtre de Butterworth d'ordre 4, de fréquence de coupure $f_c = 1\text{kHz}$ et de pente -80 dB/décade .

On obtient alors, pour chaque phase, un signal sinusoïdal à la fréquence du fondamental de la tension au point de régulation (variable entre 380 et 800 Hz), mais déphasé avec ce dernier. Pour « recaler » ce signal en phase avec la tension, on le projette dans le repère fixe diphasé (α, β) et on calcule l'angle Ψ du vecteur tournant obtenu (par rapport à l'axe α). On déphase alors cet angle de manière à compenser le déphasage introduit par le filtre de Butterworth, ce déphasage étant variable avec la fréquence du réseau. L'angle θ obtenu est celui du fondamental de la tension au point de régulation.

Ses passages successifs par 0 permettent de connaître en permanence la fréquence du réseau et donc de calculer, à la fin de chaque période, le déphasage à introduire sur ψ lors de la période suivante.

On obtient ensuite la sinusoïde triphasée unitaire ($s_1(t), s_2(t), s_3(t)$) en phase avec la tension réseau par :

$$(s_1(t), s_2(t), s_3(t)) = (\cos\theta, \cos(\theta - 2\pi/3), \cos(\theta - 4\pi/3)).$$

La figure 8 illustre la synthèse d'une sinusoïde triphasée unitaire en phase avec la tension réseau.

Le redresseur peut prendre huit états différents, résumés dans le tableau suivant :

ETAT	t_1	t_2	t_3	V_{cs1}	V_{cs2}	V_{cs3}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2V_c/3$	$-V_c/3$	$-V_c/3$
2	0	1	0	$-V_c/3$	$2V_c/3$	$-V_c/3$
3	1	1	0	$V_c/3$	$V_c/3$	$-2V_c/3$
4	0	0	1	$-V_c/3$	$-V_c/3$	$2V_c/3$
5	1	0	1	$V_c/3$	$-2V_c/3$	$V_c/3$
6	0	1	1	$-2V_c/3$	$V_c/3$	$V_c/3$
7	1	1	1	0	0	0

- 5 La matrice qui permet d'exprimer les coordonnées d'un vecteur triphasé \vec{X} dans le repère fixe diphasé (α, β) est la suivante :

$$P_{(2,3)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

10

- Ainsi, pour chaque état du redresseur, on peut représenter les tensions V_{cs1} , V_{cs2} , V_{cs3} par un vecteur dans le repère (α, β) . Le tableau suivant et la figure 9 rappellent quelles sont les valeurs possibles du module de l'argument de ce vecteur en fonction de l'état n du redresseur.

ETAT	0	1	2	3	4	5	6	7
$ \vec{V}_{cs(n)} $	0	$\frac{\sqrt{2}}{3}V_c$	$\frac{\sqrt{2}}{3}V_c$	$\frac{\sqrt{2}}{3}V_c$	$\frac{\sqrt{2}}{3}V_c$	$\frac{\sqrt{2}}{3}V_c$	$\frac{\sqrt{2}}{3}V_c$	0
$\text{Arg}(\vec{V}_{cs(n)})$	Non défini	0	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$-\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{3}$	π	Non défini

L'équation qui, à tout instant, régit l'évolution du courant absorbé par le convertisseur est :

5

$$L \frac{d\vec{I}_s(t)}{dt} = \vec{V}_s(t) - \vec{V}_{cs}(t) \quad (1)$$

Le système des tensions simples du réseau s'écrit :

10

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_{s2}(t) = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(t) = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Dans le repère (α, β) , ce système donne un vecteur tournant :

15

$$\vec{V}_s(t) = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(t) \\ v_{s\beta}(t) \end{bmatrix} = V_s \sqrt{3} e^{j\omega t}$$

Graphiquement, l'équation (1) est donc représentée, à un instant et pour un état quelconque du redresseur (état 3 par exemple), par les vecteurs de la figure 9.

20

Si on considère un intervalle de temps $[t_0, t_1]$ tel que la variation du courant dans cet intervalle puisse être considérée comme linéaire $(t_1 - t_0 \ll \frac{\omega}{2\pi})$:

$$\vec{I}_s(t_1) = \vec{I}_s(t_0) + \Delta t \cdot \left(\frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)_t = t_0.$$

On suppose

$$\vec{I}_s(t_0) \neq \vec{I}_{sref}(t_0)$$

Il existe un unique vecteur qui, appliqué aux bornes de L, permet d'avoir :

5 $\vec{I}_s(t_1) = \vec{I}_{sref}(t_1).$

On note :

$$\left(L \frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)^*$$

ce vecteur. On note également :

$$\vec{P}_1, \dots, \vec{P}_7$$

10 les sept vecteurs

$$\left(L \frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)$$

possibles à $t = t_0$.

On règle la valeur de V_c à 300 ou 400 V, suivant la dynamique (c'est-à-dire les variations de
15 courant possibles) nécessaires au système.

Commande vectorielle temps réel du redresseur

En vue d'optimiser la fréquence de
20 commutation des interrupteurs et ainsi de réduire les pertes par commutations du convertisseur, on peut utiliser une commande vectorielle comme décrit dans le document référencé [5].

Cette commande fonctionne ici en temps réel
25 avec une fréquence de décision $f_d = 100$ kHz : toutes les 10 μ s.

Un document référencé [6] décrit un tel convertisseur à absorption sinus, sous contrôle vectoriel.

On note $\left(L \frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)^*$ le vecteur qui, appliqué aux 5 bornes de L pendant t_e , permet d'avoir entre deux instants $t_0 = kt_e$ et $t_1 = t_0 + t_e$ la relation :

$$\vec{I}_s(t_1) = \vec{I}_{sref}(t_0) \quad (2)$$

soit :

$$\vec{I}_s(t_0) + t_e \left(L \frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)^* = \vec{I}_{sref}(t_0) \quad (3)$$

10

Au vecteur $\left(L \frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)^*$ correspond un unique vecteur

d'entrée du redresseur, noté $\vec{V}_{cs}^*(t_0)$ et donné par

$$\left(L \frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)^* = \vec{V}_s(t_0) - \vec{V}_{cs}^*(t_0). \text{ D'après l'équation (3), ce}$$

vecteur est donc déterminé par :

$$15 \quad \vec{V}_{cs}^*(t_0) = \vec{V}_{cs}(t_0) - (L/t_e) \cdot \left(\vec{I}_{sref}(t_0) - \vec{I}_s(t_0) \right).$$

En appliquant ce vecteur pendant t_e à l'entrée du redresseur, on réalise donc la relation (2)

$$\vec{I}_s(t_1) = \vec{I}_{sref}(t_0). \text{ Ainsi, parmi les sept vecteurs } \vec{V}_{cs}$$

20 possibles, on choisit d'appliquer une combinaison linéaire temporelle de trois vecteurs, les deux

vecteurs adjacents à $\vec{V}_{cs}(t_0)$, $\vec{V}_{sa1}(t_0)$ et $\vec{V}_{sa2}(t_0)$ dans le repère (α, β) et le vecteur nul, de façon à réaliser la relation (2).

Les temps d'application des différents vecteurs sont limités, en valeur minimale, à 1 μ s, afin d'avoir des temps de conduction des interrupteurs commandés suffisamment élevés et compatibles avec les technologies existantes.

Le principe de fonctionnement de cette commande est illustré sur la figure 11.

Dans l'exemple de représentation vectorielle de la figure 12 : $\vec{V}_{csa1}(t_0) = \vec{V}_{cs(3)}$ et $\vec{V}_{csa2}(t_0) = \vec{V}_{cs(2)}$.

Les paramètres de simulation sont : $C = 1.000 \mu F$, $L = 200 \mu H$ et $V_{cref} = 300 V$.

Sans filtrage, les harmoniques HF dus aux commutations sont cette fois centrés sur 100 kHz.

Un simple filtre LC non amorti, de fréquence de résonance $f_n = 15 \text{ kHz}$ ($L = 35 \mu H$, $C = 3.2 \mu F$), suffit à éliminer suffisamment ces harmoniques HF.

On relève les taux de distorsion suivants :

f P_{ch}	400 Hz	800 Hz
4 KW	THDv $\approx 1 \%$ THDi $\approx 3,8 \%$	THDv $\approx 0,9 \%$ THDi $\approx 3,3 \%$
12 KW	THDv $\approx 1 \%$ THDi $\approx 1,1 \%$	THDv $\approx 1,2 \%$ THDi $\approx 1,4 \%$

Les inconvénients de convertisseurs à absorption sinusoïdale de courant, pilotés en temps réel à l'aide de la commande vectorielle, sont son poids et son coût, toutes les charges non linéaires devant alors être remplacées par ces convertisseurs.

L'invention a pour objet un système de génération électrique utilisant un compensateur parallèle d'harmoniques permettant à lui seul de réduire les perturbations produites par un ensemble de charges non linéaires et donc de ne pas présenter les inconvénients du convertisseur décrit ci-dessus.

Exposé de l'invention

15

La présente invention concerne un système antipollution pour réseau électrique dans lequel la génération alternative est assurée, en régime normal, par au moins un alternateur qui fournit l'énergie électrique triphasée du réseau, celle-ci étant transportée à l'aide d'un câble de puissance triphasée, l'alimentation en sortie de ce câble, appelé « point de régulation », qui est régulée, permettant d'alimenter au moins une charge, le réseau alternatif étant un réseau à fréquence fixe ou variable, ledit système comprenant au moins une charge non linéaire alimentée par ce réseau, caractérisé en ce que ledit système comprend au moins un dispositif de compensation parallèle des harmoniques de courant générés par au moins ce(ou ces) charge(s) non linéaire(s), ledit dispositif absorbant les courants harmoniques $I_{ch}(t)$ en opposition de phase avec les harmoniques des courants pollués $I_{cp}(t)$ de la (ou des) charge(s).

Avantageusement le dispositif de compensation parallèle comprend au moins un redresseur piloté en courant associé à un condensateur.

5 Ce redresseur peut être constitué de six interrupteurs formés par des semi-conducteurs à fermeture et ouverture commandées, associés à des diodes, précédés de trois inductances : une par phase, ce redresseur assurant l'échange d'énergie entre le réseau et le condensateur.

10 Avantageusement ce redresseur est piloté par une commande vectorielle, la référence triphasée que suit le courant absorbé par le dispositif de compensation correspondant aux anti-harmoniques du courant de charge.

15 Dans un mode de réalisation, le système de l'invention comprend des moyens d'extraction en temps réel du courant de charge.

Avantageusement un module de calcul de Fourier est activé à la fin de chaque période du réseau. Avantageusement chaque redresseur piloté en courant compense au moins un harmonique.

Le module de calcul de Fourier peut comprendre :

- 25 - des moyens de détection de passage par zéro de l'angle θ du réseau ;
- des moyens de calcul des coefficients de Fourier de i_{ch} : a_h et b_h ;
- des moyens de mise sous forme $I_h \cos(h\omega t - \phi_h)$;
- 30 - des moyens d'avance de phase.

Avantageusement le système de l'invention peut comprendre trois compensateurs. Par exemple, on peut mettre en oeuvre un système comprenant :

- un compensateur pour les harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13 ;

- un compensateur pour les harmoniques de rangs 17 et 19 ;

- 5. - un compensateur pour les harmoniques de rangs 23 et 25 ;

de manière à compenser tous les premiers harmoniques du courant de charge.

10 Dans un exemple de réalisation ledit système comprend :

- un module DSP chargé de générer, toutes les 10 μ s, les trois courants de référence du compensateur qui, à partir des courants de charge et des tensions réseau échantillonnés à une fréquence $f_s = 100$ kHz, assure la régulation de la tension continue, le 15 filtrage numérique des tensions réseau et le calcul des harmoniques absorbés par la charge à la fin de chaque période du réseau ;

- 20 - un module FPGA chargé d'assurer la commande vectorielle du redresseur, l'acquisition des entrées de ce module étant synchronisée avec la génération des sorties du module DSP.

25 Le système de l'invention ne présente pas l'inconvénient d'un redresseur à « absorption sinus », vu qu'il permet à lui seul de réduire les perturbations produites par un ensemble de charges non linéaires. A l'aide de la commande vectorielle optimisée et en 30 utilisant la méthode de compensation par extraction en temps réel des harmoniques du courant de charge, les performances obtenues sont satisfaisantes sur toute la plage de puissance de charge et de fréquence considérée (0 -> 70 kW, 400 -> 800 Hz). Cette solution

reste compatible avec les technologies disponibles actuellement.

Le système de l'invention ne se limite pas aux réseaux électriques installés à bord d'un avion. Il est aussi applicable dans de multiples autres domaines où l'énergie électrique alternative est utilisée pour alimenter des charges polluantes (distribution électrique grand public, navires, trains...).

10

Brève description des figures

- La figure 1 illustre la modélisation d'une phase du réseau sur laquelle est branchée une charge non linéaire ;

15

- la figure 2 illustre la modélisation du réseau considéré vu du point de régulation ;

- la figure 3 illustre la modélisation d'un système déterminé ;

20

- les figures 4 et 5 illustrent respectivement un bras de pont et le principe de fonctionnement d'un redresseur à absorption sinusoïdale ;

- la figure 6 illustre les grandeurs électriques utilisées ;

25

- la figure 7 illustre la régulation de tension continue ;

- la figure 8 illustre la synthèse d'une sinusoïde triphasée unitaire en phase avec la tension réseau ;

30

- la figure 9 illustre le vecteur $\vec{V}_{cs}(n)$ et la représentation de l'équation (1) dans le repère (α, β) ;

- la figure 10 illustre un double filtre RC amorti ;

35

- la figure 11 illustre le principe d'une commande vectorielle ;
- la figure 12 illustre un exemple de représentation vectorielle ;
- 5 - la figure 13 illustre le système de l'invention ;
- la figure 14 illustre une boucle de régulation de la tension V_c ;
- la figure 15 illustre la compensation de la
10 puissance réactive consommée par la charge ;
- la figure 16 illustre un premier mode de réalisation du système de l'invention ;
- la figure 17 illustre une boucle de régulation de V_c ;
- 15 - la figure 18 illustre un second mode de réalisation du système de l'invention ;
- la figure 19 illustre le calcul des harmoniques à compenser ;
- la figure 20 illustre un exemple de
20 réalisation pratique du système de l'invention ;

Exposé détaillé de modes de réalisation

L'invention concerne un système antipollution
25 pour réseau électrique.

L'objet de l'invention est de parvenir à compenser les harmoniques générés par une (ou plusieurs) charge(s) non linéaire(s), tel que décrit précédemment (pont de diodes + capacité + inductance +
30 résistance) ou tout autre type de charges polluantes.

Afin de rendre les courants du réseau sinusoïdaux, le système de l'invention comprend au moins un compensateur parallèle qui absorbe des courants harmoniques $i_{ch}(t)$ en opposition de phase avec
35 les harmoniques des courants pollués $i_{ch}(t)$ de la

charge. Le schéma de principe d'un tel montage est illustré sur la figure 13. Comme le montre cette figure, on prend la convention récepteur pour la charge et le compensateur et la convention générateur pour le

5 réseau.

Un premier mode de réalisation du système de l'invention est illustré à la figure 16, en utilisant les mêmes références que celles de la figure 3. La structure du compensateur est analogue à celle du

10 convertisseur à absorption sinusoïdale de courant : on utilise un redresseur piloté en courant 40, associé à un condensateur C. Pour piloter celui-ci, on utilise une commande vectorielle optimisée 41. Mais la

15 référence triphasée \vec{I}_{sref} , que suit le courant absorbé par le compensateur, n'est plus sinusoïdale ; elle correspond aux « anti-harmoniques » du courant de charge.

Dans ce mode de réalisation les interrupteurs sont considérés comme étant parfaits et bicommandables,

20 mais on prend en compte les pertes globales du compensateur, en plaçant une résistance R_p en parallèle avec le condensateur C. Les pertes du compensateur sont estimées à 300 W environ.

La capacité du condensateur C côté continu du

25 compensateur est, par exemple, égale à 1 000 μF , afin d'avoir une bonne qualité de tension continue.

30 Compensation par asservissement indirect des courants du réseau à une sinusoïde triphasée de référence

Dans ce premier mode de réalisation on asservit les courants du réseau à une sinusoïde triphasée de référence $\vec{I}_{\text{sref}}(t)$, en phase avec la tension au point de régulation. La référence triphasée du

courant qu'absorbe le redresseur piloté en courant est alors :

$$\vec{I}_{csref}(t) = \vec{I}_{sref}(t) - \vec{I}_{ch}(t).$$

- 5 La référence du courant réseau $\vec{I}_{sref}(t)$, de même que pour l'absorption sinus, est obtenue grâce à la régulation (42) de la tension continue V_c du redresseur, nécessaire à son bon fonctionnement. Cette régulation est là encore basée sur un bilan de
- 10 puissances instantanées entre l'entrée et la sortie du redresseur 40, qui donne la relation suivante :

$$\frac{V_c^2}{P_{cs}}(p) = \frac{R_{pe}}{1 + \frac{R_{pe}C}{2}p}$$

- 15 où R_{pe} est la résistance correspondant aux pertes du compensateur.

En supposant les courants réseau parfaitement sinusoïdaux et confondus avec leur référence triphasée $\vec{I}_{sref}(t)$, on a toujours $p_s(t) = 3V_s \cdot \frac{I_{sref}}{\sqrt{2}}$.

- 20 En notant p_{ch} la puissance active instantanée consommée par la charge 10, on a désormais $p_s(t) = p_{cs}(t) + p_{ch}(t)$. La boucle de régulation est illustrée sur la figure 14.

- 25 La puissance p_{ch} apparaît comme une perturbation.

- De même que précédemment, la référence sinusoïdale triphasée \vec{I}_{sref} du courant réseau est obtenue en multipliant (44) I_{sref} par une fonction sinusoïdale triphasée unitaire Stu (43) en phase avec
- 30 la tension réseau. Cette dernière est alors synthétisée.

Le compensateur ne fait pas qu'absorber les « anti-harmoniques » du courant de charge, puisqu'il remplace le courant \vec{I}_s en phase avec la tension \vec{V}_s . Il compense également la puissance réactive consommée par la charge.

Comme illustré sur la figure 15, le vecteur $\vec{i}_{comp}(fond)$ (« fond » pour composante fondamentale) permet de passer d'un vecteur $\vec{i}_{ch}(fond)$ à un vecteur $\vec{i}_{réseau}$ en phase avec la tension p.o.r.

Le compensateur consomme une puissance active faible, correspondant à ses pertes :

. $P_{comp} = 3 \cdot V_{p.o.r.} \cdot I_{comp}(fond) \cdot \sin(\delta)$, de l'ordre de 300 W ;
et fournit une puissance réactive opposée à celle consommée par la charge :

. $Q_{comp} = 3 \cdot V_{p.o.r.} \cdot I_{comp}(fond) \cdot \sin(\delta) = -3 \cdot V_{p.o.r.} \cdot I_{ch}(fond) \cdot \sin(\xi)$.

Plusieurs charges non linéaires peuvent être connectées au point de régulation et peuvent fonctionner à des instants différents. La régulation de V_c doit donc être robuste vis-à-vis des variations de la puissance active p_{ch} consommée par l'ensemble des charges.

La puissance active instantanée consommée par la charge s'écrit sous la forme $p_{ch}(t) = P_{ch} + \tilde{p}_{ch}(t)$, $\tilde{p}_{ch}(t)$ étant la puissance fluctuante absorbée par la charge et résultant de la composition des harmoniques de rangs différents de la tension et du courant de charge.

• Si on choisit $\tau_i = \tau = \frac{RC}{2}$, on dimensionne le régulateur pour que la réponse de V_c à un échelon de V_{cref} , en dehors de toute variation de la perturbation p_{ch} , soit rapide :

$$\frac{V_c^2}{V_{c^2ref}}(p) = \frac{1}{1 + \frac{\tau}{a} p}, \quad \text{avec } \frac{\tau}{a} \approx 2ms.$$

Lors d'un échelon de P_{ch} , l'erreur $\varepsilon = V_c^2 - V_{c^2ref}$ répond alors à P_{ch} selon la fonction de
5 transfert :

$$H(p) = \frac{\varepsilon}{P_{ch}}(p) = \frac{R\left(\frac{\tau}{a}\right)p}{(1 + \tau p)\left(1 + \frac{\tau}{a} p\right)}$$

avec :

- $C = 1\,000\,\mu F$, $V_{cref} = 400\,V$;
- 10 - $R_{pe} = 500\,\Omega$ pour avoir des Pertes $\approx 300\,W$.

on a :

$$\tau = 250\,ms,$$

et :

$$\frac{\varepsilon}{P_{ch}} \approx \frac{R\left(\frac{\tau}{a}\right)p}{(1 + \tau p)}$$

15

Lors d'un échelon de P_{ch} , ε tend vers 0 avec une constante de temps de 250 ms, ce qui est trop lent pour l'application considérée (la compensation est « perdue » pendant plusieurs centaines de ms).

20

• Si on choisit $\tau_i \neq \tau = \frac{RC}{2}$, on a :

$$H(p) = \frac{\varepsilon}{P_{ch}}(p) = \frac{R \frac{\tau_i}{a} p}{1 + \tau_i p + \frac{RC}{2} \frac{\tau_i}{a} p^2}$$

25

Plus τ_i diminue et plus une erreur tend rapidement vers 0. En effet, en diminuant τ_i , on

augmente le gain intégral, donc l'erreur diminue plus rapidement.

On choisit $\tau_i = 0,015$, ce qui permet à l'erreur de s'annuler en 40 ms environ, sans oscillations, lors d'un échelon de puissance de charge de 12 kW.

La réponse de V_c à un échelon de V_{cref} n'est, alors, plus satisfaisante (dépassement, temps de réponse élevé, ...). Ceci n'est pas gênant car, en régime permanent, V_{cref} est fixe et seule la robustesse de la régulation vis-à-vis des variations de charge importe. De plus, la mise sous tension du compensateur ne se réalise pas avec un échelon de V_{cref} mais avec un signal approprié permettant d'amener, sans problèmes, V_c à sa valeur de référence.

On considère le cas d'une seule charge polluante connectée au point de régulation dont la puissance consommée varie et peut donc représenter un ensemble de charges identiques de puissances plus faibles.

On choisit $V_{cref} = 400$ V et $L = 80$ μ H, ce qui permet au compensateur d'avoir une dynamique satisfaisante pour l'ensemble des puissances considérées.

Tout comme pour l'absorption sinusoïdale, on place au point de régulation un filtre passif qui permet d'éliminer sur le courant les harmoniques HF dus au découpage du redresseur. La structure choisie est celle de la figure 10, avec les mêmes valeurs de composants.

On constate alors que le premier mode de réalisation du système de l'invention permet d'obtenir des résultats satisfaisants jusqu'à une puissance de charge de 20 kW environ. On relève en effet :

$\begin{array}{c} f \\ P_{ch} \end{array}$	400 Hz	800 Hz
10 KW	THDv : 2 % THDi : 6,5 %	THDv : 4,5 % THDi : 10 %
20 KW	THDv : 3,2 % THDi : 5,6 %	THDv : 5,8 % THDi : 9 %
30 KW	THDv : 4,5 % THDi : 5,2 %	THDv : 8,5 % THDi : 9,5 %

Un problème de ce premier mode de réalisation réside dans les 10 μ s de retard introduites par la commande du redresseur. La référence étant suivie avec 10 μ s de retard, chaque harmonique généré par le compensateur est déphasé avec sa référence, ce déphasage augmentant avec le rang de l'harmonique considéré.

10 Ce premier mode de réalisation présente donc les avantages suivants :

- Il est facile à mettre en oeuvre ; les calculs effectués sont simples.

15 • Les interrupteurs commutent à 65 kHz, en moyenne, alors que la fréquence de calcul de la commande est de 100 kHz.

Par contre :

20 • On compense obligatoirement tous les harmoniques : on ne peut pas choisir de ne compenser que les harmoniques prépondérants.

- Les harmoniques réinjectés sont déphasés par rapport aux harmoniques de la référence (ils ont 10 μ s de retard), ce qui rend la compensation partielle, voire inefficace pour les harmoniques HF.

- La compensation de puissance réactive implique un surdimensionnement en courant des composants du compensateur.

- Il n'est pas possible d'introduire une limitation sur le courant absorbé par le compensateur, sous peine de perdre le contrôle de la compensation lors de cette limitation.

- La régulation de la tension continue du compensateur est sensible aux variations de charge.

10

Afin de ne plus être confrontés à ces différents problèmes, on a développé un deuxième mode de réalisation du système de l'invention, basé sur l'extraction en temps réel des harmoniques du courant de charge. On peut ainsi choisir les harmoniques à compenser, et notamment régler la phase de la référence de chaque harmonique à réinjecter, afin de prendre en compte les 10 μ s de retard introduites par la commande du redresseur.

20

Compensation par calcul en temps réel des harmoniques du courant de charge

Dans ce second mode de réalisation, illustré sur la figure 18, pour réaliser la compensation parallèle d'harmoniques on utilise un ou plusieurs redresseurs pilotés en courant 40, chacun permettant de compenser un ou plusieurs harmoniques.

Pour simplifier, on considère le cas d'un redresseur 40 compensant un harmonique du courant de charge de rang h donné : la référence triphasée du courant qu'il doit absorber est alors :

$$\vec{I}_{csref}(t) = \vec{I}_x(t) - \vec{I}_h(t)$$

35 où :

• $\vec{I}_h(t)$ correspond au courant harmonique triphasé de rang h du courant de charge ;

• $\vec{I}_x(t)$ est la composante fondamentale du courant qu'absorbe le redresseur, correspondant à ses pertes (on ne fait plus ici de compensation de puissance réactive).

Pour asservir le courant absorbé par le redresseur à cette référence, on utilise une commande vectorielle optimisée 41, avec une fréquence de calcul $f_{calc} = 100 \text{ kHz}$.

La composante fondamentale I_x que doit absorber le redresseur est obtenue grâce à la régulation (42) de sa tension continue V_c illustrée sur la figure 17.

\tilde{P}_h représente le terme de puissance fluctuante absorbée par la charge résultant de la composition de la tension réseau (supposée ici purement fondamentale) avec l'harmonique h du courant de charge.

Pour un harmonique $i_{h(ch)}$ du courant de charge de rang $h = 6k \pm 1$, et en supposant que l'on peut assimiler la tension réseau à son fondamental seul, d'amplitude V_s , la puissance instantanée résultant de la composition de ces deux termes s'écrit (c'est une puissance fluctuante) :

$$\tilde{P}_h(t) = 3 V_s \cdot I_{h(ch)} \cdot \cos(6k\omega t + \alpha_k)$$

où α_k est la phase de $i_{h(ch)}$ par rapport à la référence.

En régime permanent, ce terme provoque une ondulation (très faible, de quelques volts au maximum) sur la tension continue V_c . Lors d'une variation de charge, c'est-à-dire lors d'une variation de $I_{h(ch)}$, la perturbation introduite sur la régulation de V_c reste

négligeable et la régulation est donc robuste vis-à-vis de cette perturbation.

En négligeant le terme \tilde{P}_h dans la synthèse du régulateur et en compensant alors le pôle de la fonction de transfert en boucle ouverte $\left(\tau_i = \tau = \frac{RC}{2}\right)$, on obtient entre l'erreur $\varepsilon = V_c^2 - V_{c,ref}^2$ et \tilde{P}_h la relation suivante :

$$H(p) = \frac{\varepsilon}{P_{ch}}(p) = \frac{R\left(\frac{\tau}{a}\right)p}{1 + \tau p\left(1 + \frac{\tau}{a}p\right)}$$

10

a étant la grandeur définie précédemment calculée pour que la réponse de V_c à un échelon de $V_{c,ref}$ soit rapide en boucle fermée ($T_{BF} = 2$ ms).

On considère le cas de l'harmonique prépondérant du courant de charge (de rang $h = 5$), c'est-à-dire celui qui est susceptible de causer le plus de perturbations dans la boucle de régulation. Un échelon de puissance active de charge de 20 à 40 kW (variation importante mais que l'on peut envisager), à 800 Hz, provoque le passage de I_1 de 15 A (eff) à 25 A environ. En prenant $\alpha_k = 0$, on simule à l'aide du programme de simulation la réponse théorique de V_c à cette variation, correspondant à la fonction de transfert $H_{(p)}$ ci-dessus.

25

La tension V_c se stabilise en 5 ms environ, l'ondulation passant de 1 V à 2 V environ. La perturbation introduite par la variation de charge est donc négligeable : on compense le pôle de la fonction de transfert en boucle ouverte ; on vérifie la validité de ce choix lors des simulations effectuées sur le système complet.

30

Sur la figure 18, un module de « calcul Fourier » 45 est disposé entre un capteur 46 situé entre le point de régulation et la ligne 12 conduisant au pont de diodes et un comparateur 47 branché à la
 5 commande 41. Ce module est activé à la fin de chaque période du réseau et s'effectue en plusieurs étapes successives :

1) La fin de chaque période T du réseau est
 10 détectée par passage par zéro de l'angle θ du réseau, qui est synthétisé. On calcule alors les coefficients de Fourier a_h et b_h des trois courants de charge sur cette période.

15 2) Pour une phase donnée, et en supposant que le contenu harmonique ne change pas d'une période à l'autre (a_h et b_h sont supposés inchangés), l'harmonique de rang h du courant de charge sur la période suivante s'écrit alors, avec $\omega t = \theta(t)$:

20

$$i_{h(ch)}(t) = a_h \cdot \cos(h\omega t) + b_h \cdot \sin(h\omega t),$$

que l'on met sous la forme

25

$$i_{h(ch)}(t) = I_h \cdot \cos(h\omega t - \phi_h).$$

Une variation de contenu harmonique entre deux périodes peut être due à :

- une variation de fréquence du réseau. Or,
 30 la variation maximale de fréquence du réseau entre deux périodes successives est de 0,05 %, donc la variation de fréquence de chaque harmonique compensé est également de 0,05 % au maximum, ce qui s'avère être négligeable vis-à-vis de la compensation ;

- une variation de la puissance absorbée par la charge ; la compensation est alors partielle durant une à deux périodes du réseau.

5 3) Afin d'obtenir la référence du compensateur sur la période suivante, on avance la phase de ce signal d'un angle β_h , de façon à prendre en compte les 10 μ s de retard introduites par la commande vectorielle optimisée :

10 $i_h(t) = i_h(ch)(t + \beta_h/h\omega)$

soit :

$$i_h(t) = I_h \cdot \cos(h\omega t - \phi_h + \beta_h),$$

avec

$$\beta_h = (2\pi \cdot h \cdot 10 \cdot 10^{-6}) / T.$$

15

On peut limiter, si c'est nécessaire pour des raisons technologiques, la valeur de I_h . On ne compense pas alors la totalité de l'harmonique h , mais la mise en parallèle d'un deuxième compensateur permet de
20 compenser facilement, si nécessaire, la partie restante.

4) On applique alors au compensateur $(-i_h(t) + i_x(t))$ comme courant de référence, jusqu'au
25 passage suivant de θ par 0.

Pour chacune des phases, le calcul de l'harmonique h à compenser s'effectue donc comme illustré sur la figure 19.

30

L'objet de l'invention est de maintenir le taux de distorsion harmonique en tension THDv à une valeur inférieure à 5 % si possible, dans toute la gamme de fréquence du réseau considérée (380 Hz -
35 > 800 Hz) et pour des charges pouvant consommer au

total 70 kW environ. L'alternateur considéré ayant une puissance nominale de 90 kVA, cela représente un taux de charges non linéaires maximal de presque 80 %, ce que l'on estime possible sur un réseau à fréquence variable. C'est pourquoi on compense tous les premiers harmoniques du courant de charge jusqu'au rang 25. Celui-ci a toujours une amplitude faible, mais correspond à une fréquence élevée. Il peut donc avoir une répercussion non négligeable sur la tension au point de régulation, surtout aux fortes puissances. Pour cela on utilise trois compensateurs :

- un pour les harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13 (noté C1) ;
- un pour les harmoniques de rangs 17 et 19 (C2) ;
- un pour les harmoniques de rangs 23 et 25 (C3).

Il est difficile et non optimal d'utiliser une seule et même structure pour compenser tous ces harmoniques, car la référence du compensateur alors obtenue possède des fronts extrêmement raides, que l'on ne sait pas suivre dans les 10 μ s imparties avec des valeurs d'inductance raisonnables (avec des valeurs trop faibles, l'ondulation HF générée est trop importante sur les parties « plates » de la référence).

Pour les trois compensateurs, on choisit $V_{\text{ref}} = 400$ V et

- $L = 80 \mu\text{H}$ pour C1,
- $L = 160 \mu\text{H}$ pour C2,
- $L = 200 \mu\text{H}$ pour C3.

Le filtre placé au point de régulation permettant d'éliminer les harmoniques HF de courant (100 kHz) dus aux découpage du redresseur, a la structure de la figure 10 avec ici :

$$I_f = 20 \mu\text{H},$$

$$C_f = 4 \mu\text{F},$$

$$R_f = 3 \Omega.$$

Ce filtre possède une fréquence de coupure de 5 15 kHz environ et permet d'obtenir un compromis filtrage/puissance dissipée satisfaisant.

On relève alors les résultats suivants :

$\begin{matrix} f \\ P_{ch} \end{matrix}$	400 Hz	800 Hz
20 KW	THDv : 3 % THDi : 2,3 %	THDv : 1,9 % THDi : 1,2 %
40 KW	THDv : 3,9 % THDi : 1,8 %	THDv : 3,8 % THDi : 1,8 %
60 KW	THDv : 5,5 % THDi : 1,7 %	THDv : 5,5 % THDi : 2 %
70 KW	THDv : 6,2 % THDi : 1,6 %	THDv : 6,1 % THDi : 1,7 %

- 10 On réalise une compensation d'harmoniques satisfaisante, le taux de distorsion harmonique en courant THDi étant maintenu à des valeurs avoisinant 2 %. La « qualité » de la compensation est la même
- 15 quelle que soit la puissance de charge considérée, mais les harmoniques de courant résiduels ont des amplitudes d'autant plus grandes que la puissance de charge est élevée. Le taux de distorsion harmonique en tension THDv est donc d'autant plus élevé que la puissance de
- 20 charge est importante, mais reste inférieur ou égal à 6 % environ.

Ce second mode de réalisation présente les avantages suivants :

• Le nombre de paramètres de réglage du système est élevé, ce qui le rend « souple » d'utilisation : on peut choisir de ne compenser que les harmoniques prépondérants, éventuellement limiter (pour des raisons technologiques) le niveau de chaque harmonique à compenser.

• Les 10 μ s de retard introduites par la commande sur chaque harmonique sont « compensées » et les performances restent donc satisfaisantes pour des fréquences et des puissances de charge élevées.

• La puissance réactive consommée par la charge n'étant plus compensée, chaque compensateur n'absorbe plus qu'un courant fondamental très faible, correspondant à ses pertes (le $\cos\phi$ reste tout de même compris entre 0,95 et 1). De ce fait, la valeur maximale instantanée du courant absorbé par chaque compensateur reste également plus faible que dans le premier mode de réalisation.

• La régulation de la tension continue des compensateurs est beaucoup plus robuste vis-à-vis des variations de charge, donc le contrôle du système est très bien conservé lors de ces variations.

Par contre :

• La puissance de calcul nécessaire est plus élevée que pour le premier mode de réalisation.

Exemple de réalisation pratique

Dans un exemple de réalisation pratique du second mode de réalisation, on utilise pour chaque compensateur les organes de commande suivants :

• Un module DSP (processeur de signaux numériques) qui est chargé de générer, toutes les

10 μ s, les trois courants de référence du compensateur. Pour cela, à partir des courants de charge et des tensions réseau échantillonnés à une fréquence $f_s = 100$ kHz, il assure la régulation de la tension

5 continue, le filtrage numérique des tensions réseau et le calcul des harmoniques absorbés par la charge à la fin de chaque période du réseau. Le temps nécessaire à l'acquisition des données et au calcul des références, supposé connu et fixé, doit être inférieur à 10 μ s.

10 Afin de ne pas générer d'erreurs sur la compensation, on introduit sur la phase des harmoniques à compenser une avance correspondant à ce temps de calcul.

Les DSP actuels les plus rapides ont un temps de cycle de 25 ns : cela permet d'effectuer au

15 moins 400 instructions élémentaires en 10 μ s (ce qui est suffisant pour l'application considérée), plusieurs instructions pouvant éventuellement être traitées dans le même cycle. Un exemple de DSP-présentant de telles performances et adapté à cette commande est le TMS320

20 C50 de Texas Instruments

Une fréquence d'échantillonnage de 100 kHz revient à ne prendre que cinq points par période sur l'harmonique 25 des courants de charge à 800 Hz, ce qui est peu mais suffit à conserver l'essentiel des

25 informations contenues dans ces signaux.

La figure 20 présente le synoptique complet de la compensation ainsi réalisée pour un harmonique de rang h et une phase (phase a par exemple) donnés.

30 • Un module FPGA, qui est un « réseau de portes logiques programmables par l'utilisateur ». Celui-ci est chargé d'assurer la commande vectorielle du redresseur, c'est-à-dire de calculer, toutes les 10 μ s, les vecteurs à appliquer ainsi que leurs temps

35 d'application. Ces calculs sont simplement basés sur

des comparaisons et des opérations élémentaires.
L'acquisition des entrées de ce module est synchronisée
avec la génération des sorties du module DSP.

REFERENCES

- 5 [1] « Saber Simulator, Introduction To The Saber Simulator » (Analogy, Inc., juin 1991).
- [2] « Welcome To The Saber/DesignStar Introductory Course ! » (Analogy, Inc., 11/11/93).
- 10 [3] « Simulation For Circuits Through Systems SABER » (Analogy, Inc., 1993).
- [4] « MAST® Modeling Class, Modeling Language For The Saber™ Simulator » (Analogy, Inc. 1/3/94).
- 15 [5] « Pulsewidth Modulation - A Survey » de Joachin Holtz (IEEE Transactions on Industrial Electronics, volume 39, numéro 5, décembre 1992).
- 20 [6] « Indirect Current Control Of A Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier » de Juan W. Dixon et Boon-Teck Ooi (IEEE Transactions On Industrial Electronics, volume 35, numéro 4, novembre 1988).

REVENDEICATIONS

1. Système antipollution pour réseau
5 électrique dans lequel la génération alternative est assurée, en régime normal, par au moins un alternateur qui fournit l'énergie électrique triphasée du réseau, celle-ci étant transportée à l'aide d'un câble de puissance triphasée, l'alimentation en sortie de ce
10 câble, appelé « point de régulation », qui est régulée, permettant d'alimenter au moins une charge, le réseau alternatif étant un réseau à fréquence fixe ou variable, ledit système comprenant au moins une charge (10) non linéaire alimentée par ce réseau, caractérisé
15 en ce que ledit système comprend au moins un dispositif de compensation parallèle des harmoniques de courant générés par cette (ou ces) charge(s) non linéaire(s), ledit dispositif absorbant les courants harmoniques $I_{cs}(t)$ en opposition de phase avec les harmoniques des
20 courants pollués $I_{ch}(t)$ de la (ou des) charge(s).

2. Système selon la revendication 1, dans lequel le dispositif de compensation parallèle comprend au moins un redresseur piloté en courant (40) associé à un condensateur (C).

25 3. Système selon la revendication 2, dans lequel le redresseur (40) est constitué de six interrupteurs formés par des semi-conducteurs à fermeture et ouverture commandées, associées à des diodes, précédés de trois inductances : une par phase,
30 ce redresseur assurant l'échange d'énergie entre le réseau et le condensateur.

4. Système selon la revendication 3, dans lequel le redresseur est piloté par une commande vectorielle (41), la référence triphasée que suit le

courant absorbé par le dispositif de compensation correspondant aux anti-harmoniques du courant de charge.

5 5. Système selon l'une quelconque des revendications 1 ou 2 comprenant des moyens d'extraction en temps réel du courant de charge.

6. Système selon la revendication 5 comprenant un module de calcul de Fourier (45) activé à la fin de chaque période du réseau.

10 7. Système selon la revendication 6, dans lequel chaque redresseur piloté en courant compense au moins un harmonique.

8. Système selon la revendication 6, dans lequel le module de calcul de Fourier comprend :

- 15 - des moyens de détection de passage par zéro de l'angle θ du réseau ;
- des moyens de calcul des coefficients de Fourier de i_{ch} : a_h et b_h ;
- des moyens de mise sous forme
- 20 $I_h \cdot \cos(h\omega t - \phi_h)$;
- des moyens d'avance de phase.

9. Système selon la revendication 5 comprenant au moins un compensateur de manière à compenser tous les premiers harmoniques du courant de charge.

25

10. Système selon la revendication 5 comprenant des moyens de calcul :

- permettant de générer les trois courants de référence du compensateur et
- 30 - chargés d'assurer la commande vectorielle du redresseur.

11. Système selon la revendication 10, dans lequel les moyens de calcul sont un module DSP pour la génération des trois courants de référence et un module FGPA pour la commande vectorielle du redresseur.

5

1 / 9

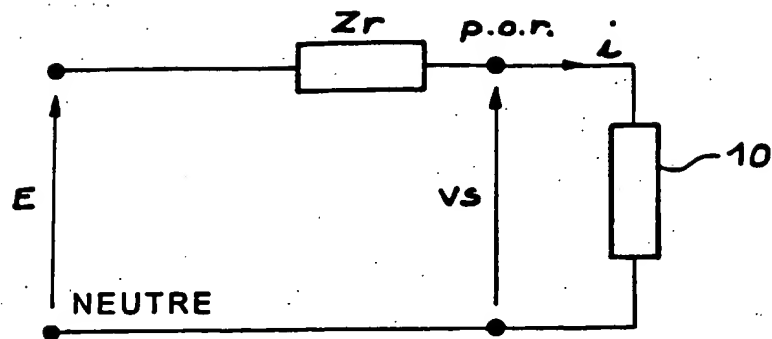


FIG. 1

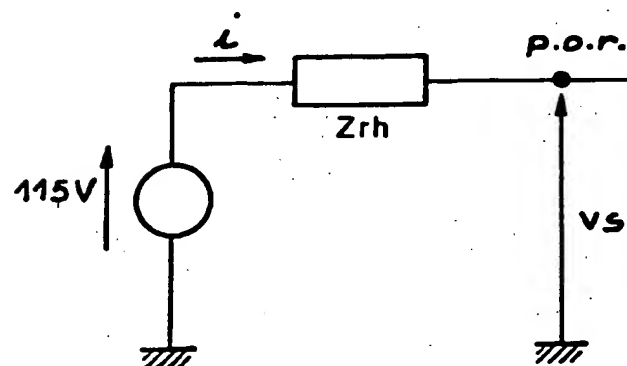


FIG. 2

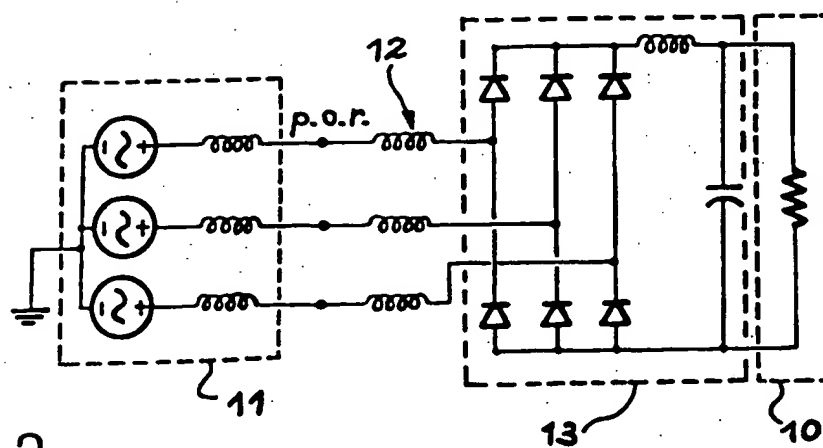


FIG. 3

2/9

FIG. 4

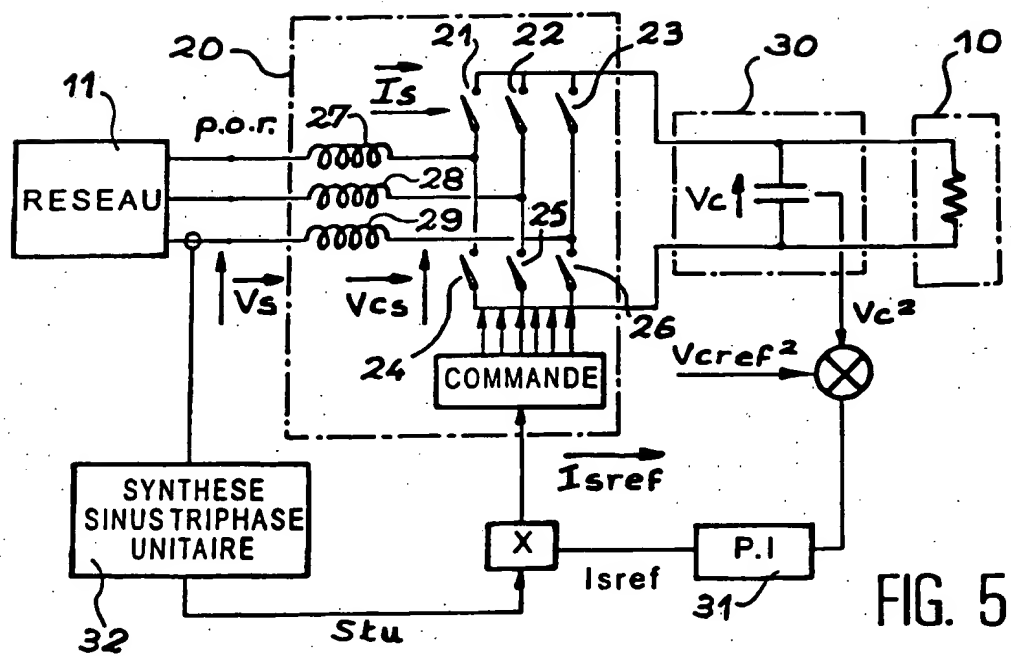
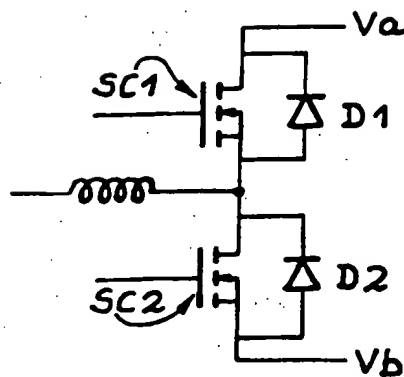


FIG. 5

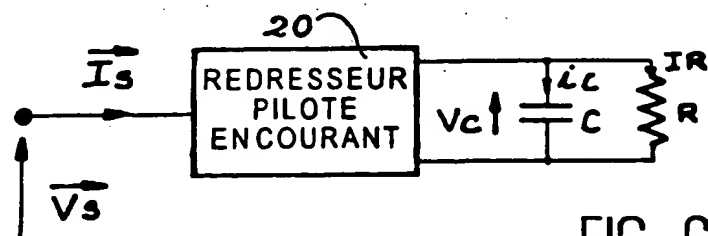
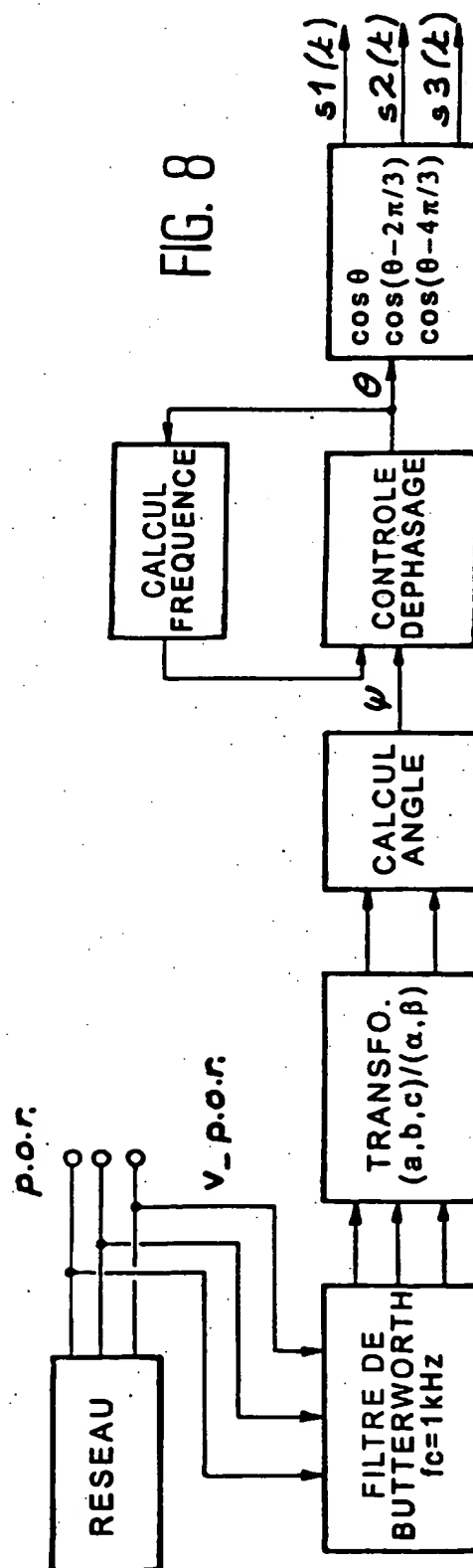
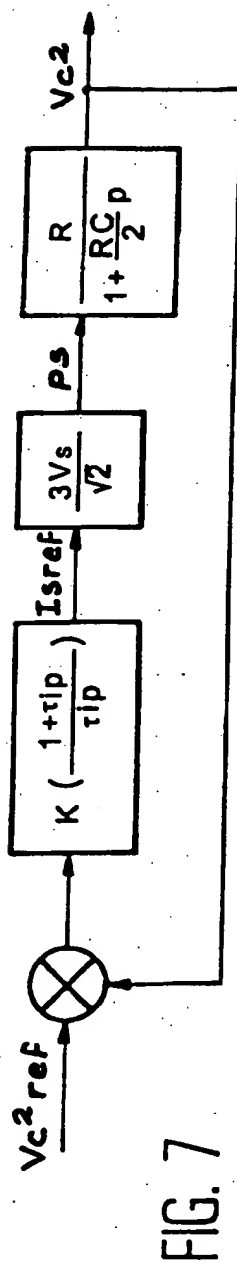


FIG. 6

3 / 9



4 / 9

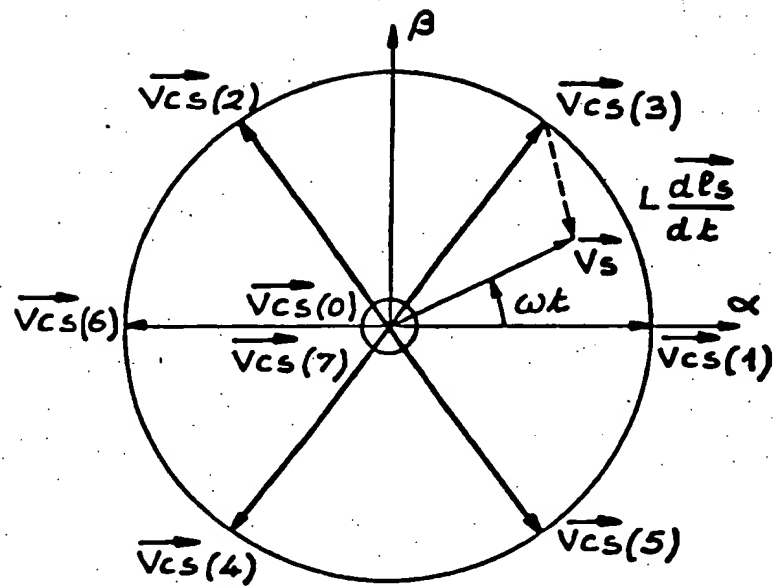
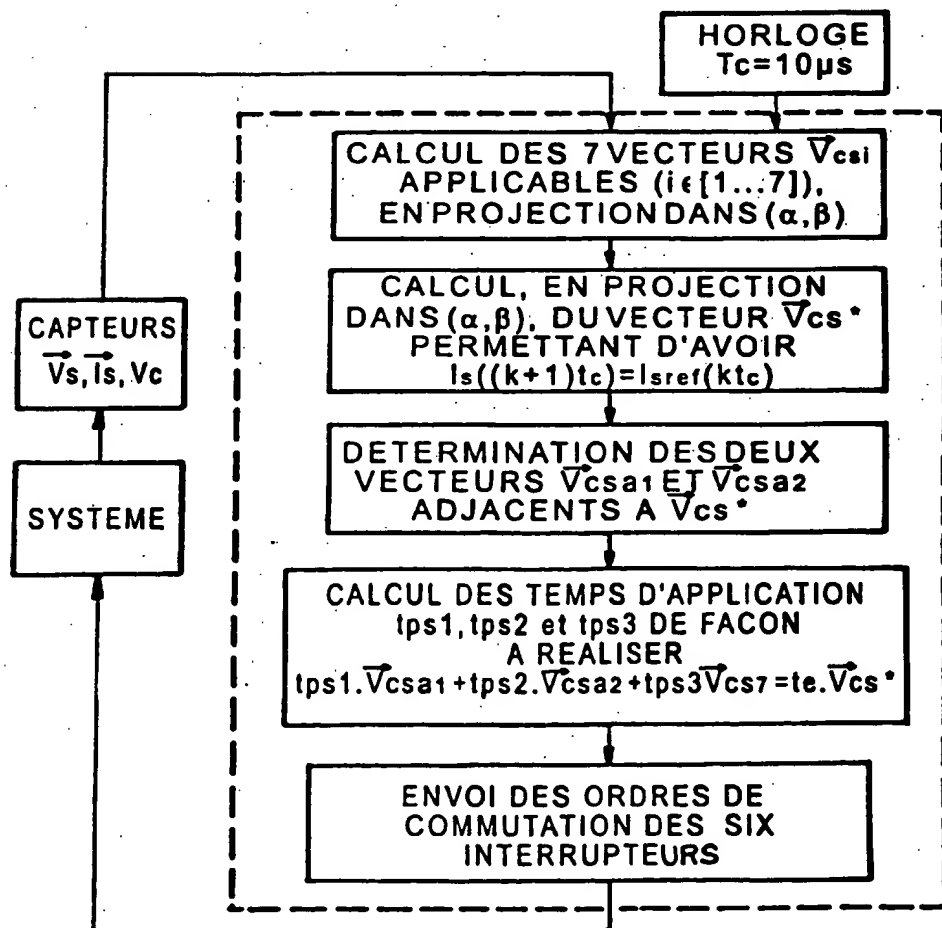
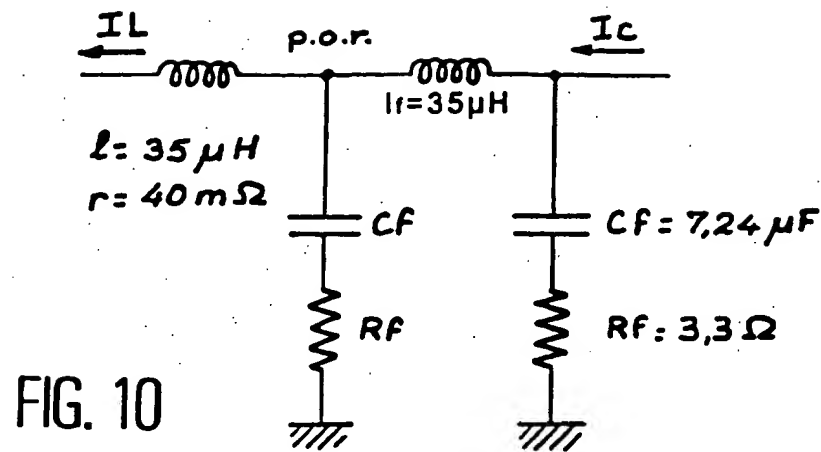


FIG. 9

5 / 9



619

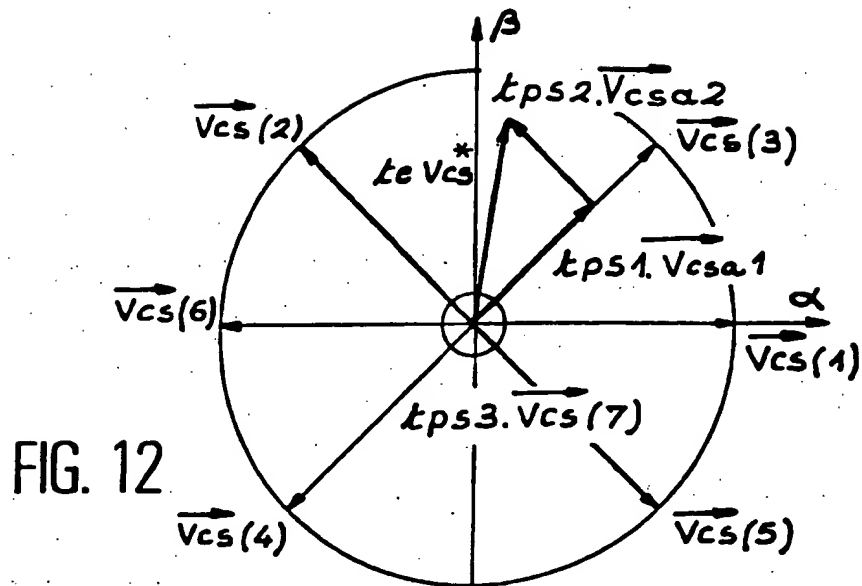


FIG. 12

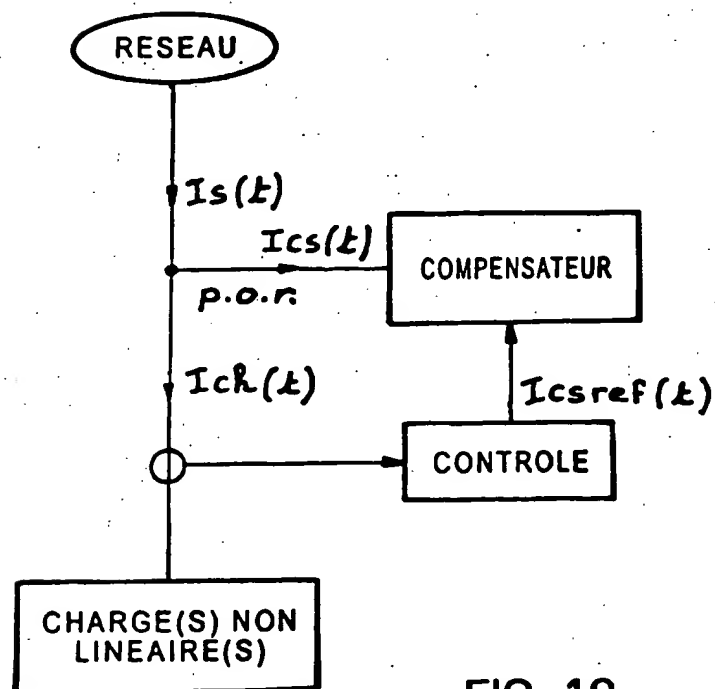


FIG. 13



8 / 9

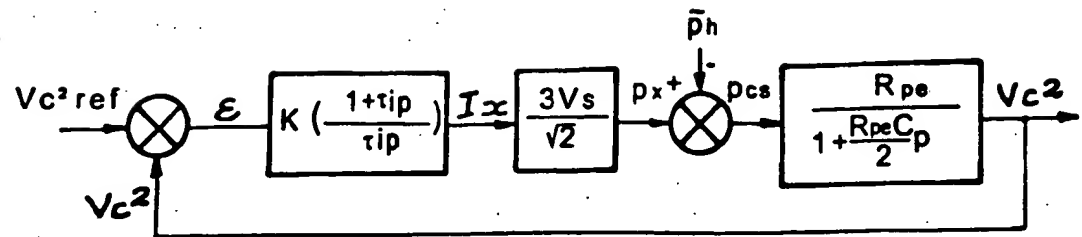


FIG. 17

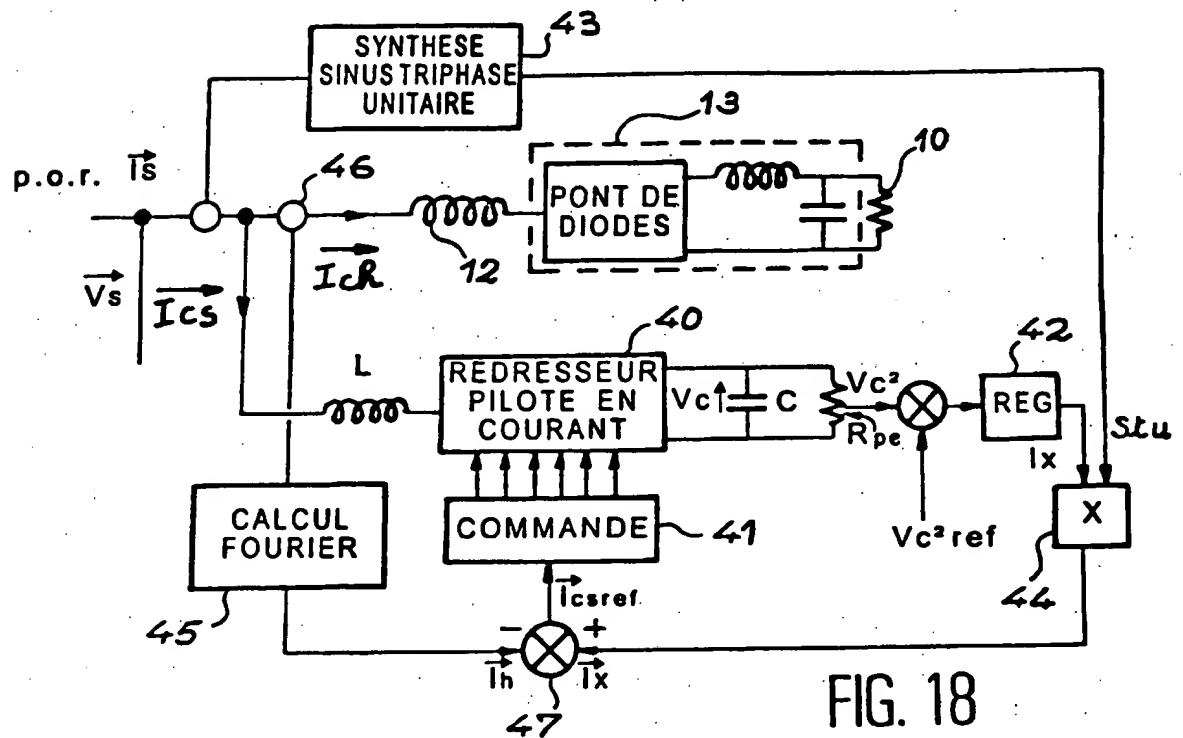


FIG. 18

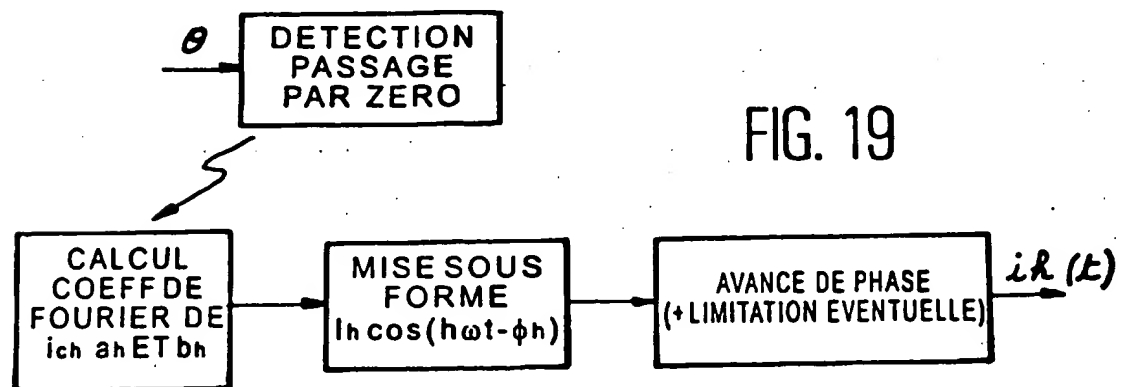


FIG. 19

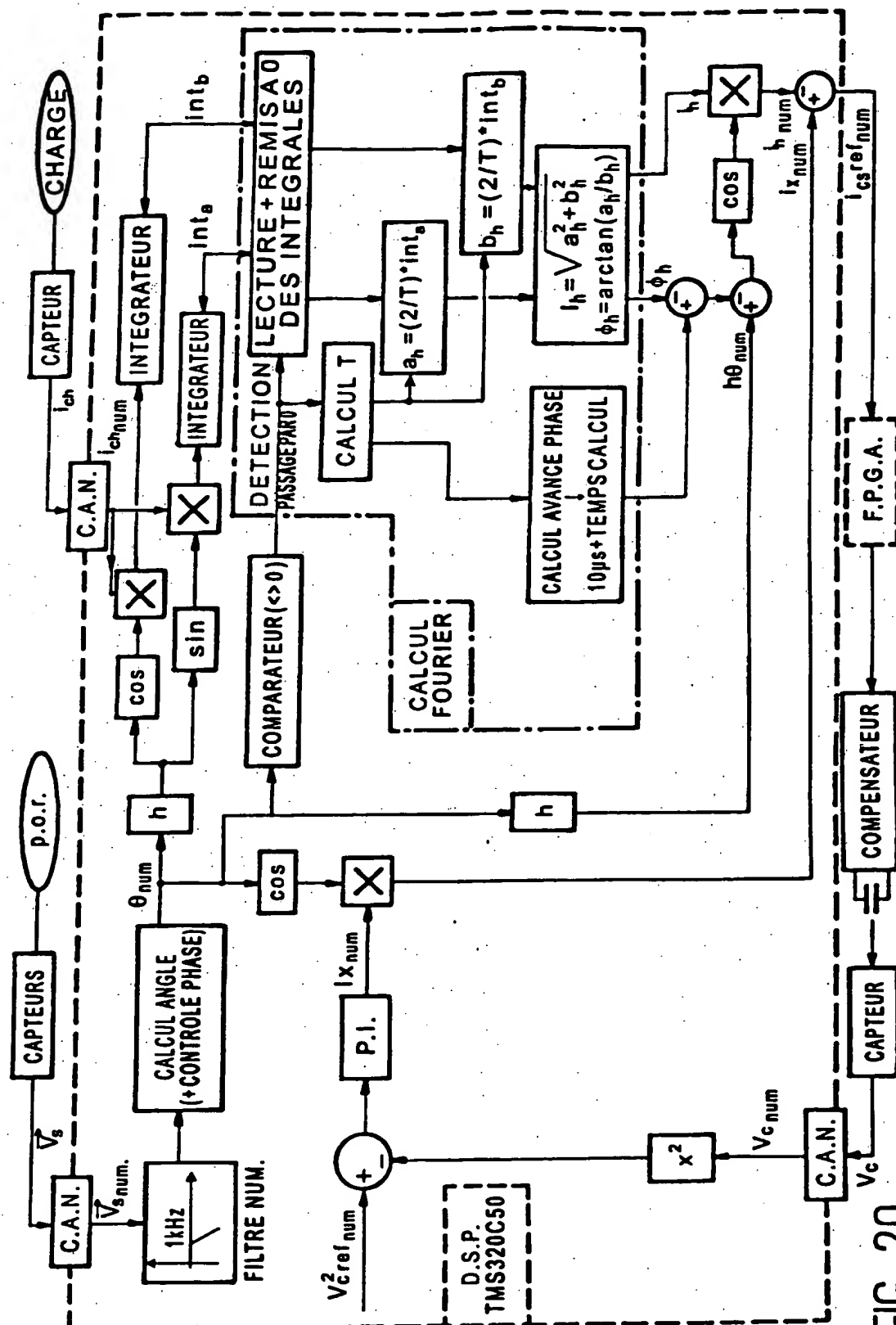


FIG. 20

INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE
PRELIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 559269
FR 9807040

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
X	EP 0 330 755 A (MITSUBISHI ELECTRIC CORP) 6 septembre 1989	1-5
Y	* colonne 3, ligne 51 - colonne 5, ligne 58; figure 1 *	6-11
Y	US 5 499 178 A (MOHAN NED) 12 mars 1996 * colonne 5, ligne 60 - colonne 6, ligne 42 *	6-9
Y	US 5 757 099 A (BHATTACHARYA SUBHASHISH ET AL) 26 mai 1998 * colonne 13, ligne 12 - ligne 35; figure 9B *	10,11
A	EP 0 685 919 A (FACHHOCHSCHULE KONSTANZ) 6 décembre 1995 * le document en entier *	1-11
A	EP 0 610 058 A (TOKYO SHIBAURA ELECTRIC CO) 10 août 1994 * abrégé *	1-11
A	EP 0 600 809 A (ALPES TECHNOLOGIES SA) 8 juin 1994 * colonne 9, ligne 4 - ligne 45; figures 7,8 *	1-4
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.8)
		H02J
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
19 février 1999		Lampe, S
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
<p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>		

1
EPO FORM 1503 03.92 (P04C17)